

COM. 45 5,627,742

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 07-075345
 (43)Date of publication of application : 17.03.1995

(51)Int.Cl.

H02M 7/48
 H02M 7/515

(21)Application number : 05-217185

(71)Applicant : HITACHI LTD

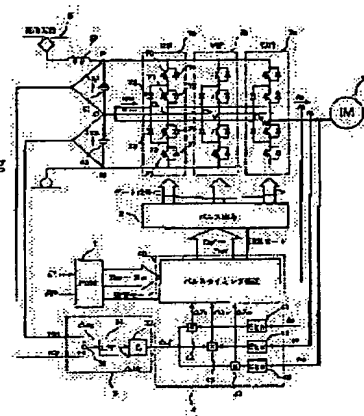
(22)Date of filing : 01.09.1993

(72)Inventor : NAKADA KIYOSHI
 TERUNUMA MUTSUHIRO
 TANAMACHI TOKUNOSUKE
 NAKAMURA KIYOSHI

(54) POWER CONVERTER DEVICE**(57)Abstract**

PURPOSE: To make a capacitor voltage uniform by regulating a zero voltage period on the basis of the polarity of the output current of a power converter device and a differential voltage of capacitors connected in series.

CONSTITUTION: A pulse width modulating means 1 outputs output timings (OT) T_{up} , T_{un} , T_{vp} , T_{vn} , T_{wp} and T_{wn} of the phases. A differential voltage detecting means 3 determines a differential voltage ΔV_c of divided capacitor voltages V_{cp} and V_{cn} by a subtracter 30, detects then a low frequency component ΔV_c by a low-pass filter 31 and generates a basic correction width ΔT by a gain regulator 32. Polarity detecting means 41 to 43 detect the polarities of motor currents i_u , i_v and i_w . They output +1 when the polarities are positive, and output -1 when they are negative. Compensation widths (PD) ΔT_u to ΔT_w of pulse timings of the phases are determined by multiplying the outputs of the polarity detecting means 41 to 43 by the basic correction width ΔT . A pulse timing corrector 40 executes OT correction on the basis of PD ΔT_u to ΔT_w and OT T_{up} to T_{wp} and information on an operation mode and outputs the result to a pulse output means 2.

**LEGAL STATUS**

[Date of request for examination]	12.11.1996
[Date of sending the examiner's decision of rejection]	
[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]	
[Date of final disposal for application]	
[Patent number]	2888104
[Date of registration]	19.02.1999
[Number of appeal against examiner's decision of rejection]	
[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]	
[Date of extinction of right]	

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平7-75345

(43)公開日 平成7年(1995)3月17日

(51)Int.Cl.⁵

H 0 2 M 7/48

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

F 9181-5H

C 9181-5H

C 9181-5H

7/515

審査請求 未請求 請求項の数17 O L (全 12 頁)

(21)出願番号

特願平5-217185

(22)出願日

平成5年(1993)9月1日

(71)出願人

000005108

株式会社日立製作所

東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地

(72)発明者

仲田 清

茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 株式会社日立製作所日立研究所内

(72)発明者

照沼 陸弘

茨城県勝田市市毛1070番地 株式会社日立製作所水戸工場内

(72)発明者

棚町 徳之助

茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 株式会社日立製作所日立研究所内

(74)代理人

弁理士 小川 勝男

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 電力変換装置

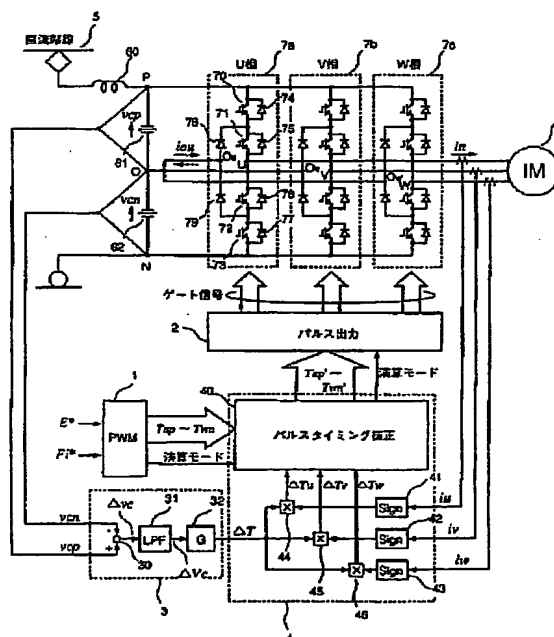
(57)【要約】

【目的】 直流を3レベルの交流相電圧に変換する3レベル電力変換装置において、直流側分圧コンデンサの電圧分担を均等化する。

【構成】 2つの分圧コンデンサの差電圧と交流電流の極性に応じて、3レベルの交流電圧パルスの立ち上がり及び立ち下りのタイミングを補正する手段を設け、交流電圧のゼロ電圧期間を調整する。

【効果】 PWM制御方法や交流側電流の位相に依存することなく、3レベル電力変換器の直流側分圧コンデンサの電圧分担を均等化して安定した交流電圧を供給するとともに、変換器主回路素子の過電圧を防止できる。

図 1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 直流電圧を分圧する直列接続されたコンデンサと、これらコンデンサから給電され、直流を正、零及び負の 3 つの電位を有する交流相電圧に変換する電力変換装置において、前記電力変換装置の出力電流極性及び前記直列接続されたコンデンサの差電圧とに基づいて零電圧期間を調整する零電圧調整手段を備えた電力変換装置。

【請求項 2】 請求項 1 において、前記電力変換装置の出力電流極性は、前記電力変換装置の交流側電流の方向を検出して得るものである電力変換装置。

【請求項 3】 請求項 1 において、前記零電圧調整手段は、前記電力変換装置から流れ出る交流側の電流を正とし、前記直列接続されたコンデンサのうち前記直流の正側に接続されたコンデンサの電圧が大きい場合を前記差電圧の正とすると、前記差電圧と電流の積が正の時、前記零電圧期間を減少させ、負の時、増加させる方向に調整する手段である電力変換装置。

【請求項 4】 請求項 1 において、前記電力変換装置の出力電流極性は、前記出力相電圧の基本波の位相が、零点前後の所定の位相幅にあるか否かを検出することにより得るものである電力変換装置。

【請求項 5】 請求項 1 において、前記零電圧調整手段は、前記出力相電圧の基本波の半周期を複数のパルス列で表現する多パルスモードにて作用させる電力変換装置。

【請求項 6】 請求項 1 において、前記零電圧調整手段は、前記出力相電圧の基本波の半周期を一つのパルスで表現する 1 パルスモードにて作用させる電力変換装置。

【請求項 7】 請求項 1 において、前記零電圧調整手段は、前記直列接続されたコンデンサのうち前記直流の正側に接続されたコンデンサの電圧が大きい場合を前記差電圧の正としたとき、この差電圧が正の場合、前記出力相電圧の基本波の位相が 0° を含む期間で前記零電圧期間を増加させ、この位相が 180° を含む期間で前記零電圧期間を減少させ、この差電圧が負の場合、前記出力相電圧の基本波の位相が 0° を含む期間で前記零電圧期間を増加させる手段である電力変換装置。

【請求項 8】 直流電圧を分圧する直列接続されたコンデンサと、これらのコンデンサから給電され、直流を正、零及び負の 3 つの電位を有する交流相電圧に変換する電力変換装置において、前記直列接続されたコンデンサの差電圧及び前記電力変換装置の交流側出力電流とを入力してこの電力変換装置を構成するスイッチ素子を制御するパルスを作成するパルス幅変調手段を備えた電力変換装置。

【請求項 9】 請求項 8 において、前記パルス幅変調手段は、前記直列接続されたコンデンサの電圧のバランスを制御する手段を含む電力変換装置。

【請求項 10】 請求項 8 において、前記パルス幅変調手段は、前記電力変換装置の交流側電流の方向及び前記直列接続されたコンデンサの差電圧とに基づいて前記零電圧期間を調整する零電圧期間調整手段である電力変換装置。

【請求項 11】 請求項 10 において、前記零電圧期間調整手段は、前記電力変換装置から流れ出る交流側の電流を正とし、前記直列接続されたコンデンサのうち前記直流の正側に接続されたコンデンサの電圧が大きい場合を前記差電圧の正とすると、前記差電圧と電流の積が正の時、前記零電圧期間を減少させ、負の時、増加させる方向に調整する手段である電力変換装置。

【請求項 12】 直流電圧を分圧する直列接続されたコンデンサと、これらコンデンサから給電され、直流を正、零及び負の 3 つの電位を有する交流相電圧に変換し、抵抗負荷以外の負荷に対して電力を供給する電力変換装置において、前記直列接続されたコンデンサの差電圧に応じて、前記負荷に流れる電流の区間平均が前記負荷の運転状態によっては変化しない位相区間で前記零電圧期間を調整する手段を備えた電力変換装置。

【請求項 13】 直流電圧を分圧する直列接続されたコンデンサと、これらコンデンサから給電され、直流を正、零及び負の 3 つの電位を有する交流相電圧に変換し、抵抗負荷以外の負荷に対して電力を供給する電力変換装置において、前記直列接続されたコンデンサの電圧差を小さくする制御を、前記出力相電圧の基本波の位相が 0° を含む位相期間にて、前記零電圧期間を調整することにより行うように構成した電力変換装置。

【請求項 14】 請求項 13 において、前記コンデンサのうち前記直流の正側に接続されたコンデンサ電圧が大きいとき前記差電圧を正とすると、この差電圧が正のとき、前記出力相電圧の基本波の位相が 0° を含む位相期間にて、前記零電圧期間が増加する方向に調整し、前記差電圧が負の時、前記出力相電圧の基本波の位相が 0° を含む位相期間にて、前記零電圧期間が減少する方向に調整するように構成した電力変換装置。

【請求項 15】 直流電圧を分圧する直列接続されたコンデンサと、これらコンデンサから給電され、直流を正、零及び負の 3 つの電位を有する交流相電圧に変換し、抵抗負荷以外の負荷に対して電力を供給する電力変換装置において、前記直列接続されたコンデンサの電圧差を小さくする制御を、前記出力相電圧の基本波の位相が 180° を含む位相期間にて、前記零電圧期間を調整することにより行うように構成した電力変換装置。

【請求項 16】 請求項 15 において、前記コンデンサのうち前記直流の正側に接続されたコンデンサ電圧が大きいとき前記差電圧を正とすると、この差電圧が正のとき、前記出力相電圧の基本波の位相が 180° を含む位相期間にて、前記零電圧期間が減少する方向に調整し、前記差電圧の負の時、前記出力相電圧の基本波の位相が

180°を含む位相期間にて、前記零電圧期間が増加する方向に調整するように構成した電力変換装置。

【請求項17】 直流電圧を分圧する直列接続されたコンデンサと、これらコンデンサから給電され、直流を正、零及び負の3つの電位を有する交流相電圧に変換し、誘導電動機に対して電力を供給する電力変換装置を備えた電気車の制御装置において、前記誘導電動機を制御する全ての周波数制御領域で、単一の中性点電圧制御手段を備えた電気車の制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は、直流を交流に、または、交流を直流に変換する電力変換装置に関し、特に、3レベルの交流電圧を制御する電力変換装置の直流側コンデンサ電圧の制御に関する。

【0002】

【従来の技術】 3レベル電力変換器は、直流電圧を直列接続されたコンデンサで2つの直流電圧に分圧することにより、高電位、中間電位及び低電位の3つの電圧レベルを作り、主回路スイッチング素子のオン・オフ動作により、これら3レベルの電力を電力変換器の交流側に選択的に導出するものである。

【0003】 この電力変換器を、直流から交流に変換するインバータとして用いた場合の交流出力電圧の制御方法として、アノベル アプローチ トゥー ザ ゼネレーション アンド オプティマイゼーション オブ スリーレベル ビーダブリュウム ウェーブ フォームス「A Novel Approach to the Generation and Optimization of Three-Level PWM Wave Forms」(PESC'88 Record, April 1988)の第1255頁から第1262頁（以下、文献1という）が提案されている。

【0004】 この文献1には、3レベルインバータの波形改善及び微小電圧制御に好適な変調方式として、正負のパルス電圧を交互に零電圧を介して出力するダイポラ変調方式が提案されている。

【0005】 ところで、3レベル電力変換器では、直流電圧を2つに分圧するコンデンサ（以下、分圧コンデンサという）の電圧が不平衡となる問題がある。

【0006】 これは、分圧コンデンサ容量の違いや、電力変換器の交流電圧のバラツキ（正負のパルスのアンバランス）や、出力電流の歪（高次調波が重畳された場合などに見られる電流波形の正負のアンバランス）等によって、分圧コンデンサの直列接続点（以下、中性点）に直流電流成分が流れ込み、分圧コンデンサの電圧分担が不均等となるものである。

【0007】 この分圧コンデンサの電圧不平衡を抑制する技術として、特開平2-101969号公報、「NPCインバータの直流入力コンデンサの平衡化制御」（電気学会半導体電力研究会資料、SPC-91-37、1991年6月）の第111頁から第120頁（以下、文献2と

いう）が知られている。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】 特開平2-101969号公報に示された2つの直流成分不平衡の抑制技術は、文献1のダイポラ変調方式において、2つの正弦波状の変調波の振幅を変えることにより、電圧の不平衡を抑制するものである。

【0009】 また文献2に示された2つの直流成分不平衡の抑制技術は、文献1のユニポラ変調方式において、特開平2-101969号公報に示されたものと同様、2つの直流電圧の差電圧の直流成分に応じた信号を、力行または再生状態に対応してインバータ電圧指令に重畳するものである。

【0010】 しかしながら、これら技術では、差電圧抑制制御を行っているにもかかわらず、抑制できないかまたは抑制量が小さいという問題があった。

【0011】 本発明の目的は、3レベル電力変換器の直流側電力変換器の直流側分圧コンデンサの電圧分担を均等化することにある。

【0012】

【課題を解決するための手段】 上記目的は、直流電圧を分圧する直列接続されたコンデンサと、これらコンデンサから給電され、直流を正、零及び負の3つの電位を有する交流相電圧に変換する電力変換装置において、前記電力変換装置の出力電流極性及び前記直列接続されたコンデンサの差電圧とに基づいて零電圧期間を調整する零電圧調整手段を備えることにより達成される。

【0013】

【作用】 差電圧抑制制御を行っているにもかかわらず、抑制できないかまたは抑制量が小さい理由を詳細検討したところ、負荷の力率が低い領域では制御の効果は低いことがわかった。前記従来技術は、電力変換器の出力電圧に依存して抑制制御を行っているため、抑制方向に制御をしているにもかかわらず、現実には、差電圧が拡大する方向に制御されてしまう領域が存在する。

【0014】 これは、電力変換器出力電流は、負荷が抵抗負荷である場合以外、出力電圧と位相が一致しない、つまり、力率は1とならない。このため、本来、中性点に補償電流を注入しなければならないところを、逆方向に補償電流を流してしまう期間が存在し、このため、正常方向との差分だけ制御の効果がないのである。特に、力率0では、制御の効果は、全くない。

【0015】 本願発明では、中性点電流と等価な電力変換装置の出力電流の極性を検出して、補償電流の極性を決定するので、必ず、差電圧を小さくする方向に制御することができる。

【0016】

【実施例】 以下、本発明の一実施例として、電気車駆動用のインバータに適用した場合について主回路の基本動作と中性点電圧制御の原理を説明した後、本発明の構成

と動作を説明する。

【0017】図1に基本構成（3相の場合）を示す。図1において、5は直流電圧源である直流架線（電車線）、60は直流リアクトル、61及び62は直流電圧源5の電圧から中性点0を作り出すため分割配置した分圧コンデンサである。7a、7b及び7cは自己消弧可能なスイッチング素子より構成され、このスイッチング素子に与えるゲート信号に応じて高電位点電圧（P点電圧）、中性点電圧（O点電圧）及び低電位点電圧（N点電圧）を選択的に出力するスイッチングユニットである。この例では、スイッチングユニット7は70から73の自己消弧可能なスイッチング素子（ここではIGBT

Tとしたが、GTO、トランジスタ等でも良い）、74から77の還流用整流素子、78及び79の補助整流素子より構成する。また、負荷は誘導電動機8の場合を示した。スイッチングユニット7b及び7cも、7aと同様の構成である。

【0018】ここではまず、U相のスイッチングユニット7aを例にとり、その基本的な動作を表1を用いて説明する。なお、以下では、中性点（O点）の電位を基準とし、ことわりのない限り、出力電圧はインバータ出力相電圧を指すものとする。

【0019】

【表1】

表 1

出力モード	モード P	モード O	モード N
出力状態	高電位点電圧出力	中性点電圧出力	低電位点電圧出力
導通状態	70 ON	OFF	OFF
	71 ON	ON	OFF
	72 OFF	ON	ON
	73 OFF	OFF	ON
出力電圧	V_{cp}	0	$-V_{cn}$
等価回路 (1相分)			

【0020】スイッチングユニット7aを構成するスイッチング素子70から73は、表1に示すように3通り

の導通パターンに従いオン・オフ動作する。すなわち、直流側のP点電位を出力する出力モードPでは、70, 71がオン、72, 73がオフで、出力電圧は $+v_{cp}$ となり、中性点電位を出力する出力モードOでは、71, 72がオン、70, 73がオフで、出力電圧としてゼロ電位が出力され、N点電位を出力する出力モードNでは、70, 71がオフ、72, 73がオンで、出力電圧は $-v_{cn}$ となる。分圧コンデンサ電圧が完全にバランスした状態で、 $v_{cp} = v_{cn}$ となる。

【0021】表1中に各出力モードにおける主回路1相分（スイッチングユニットと分圧コンデンサ）の等価回路を示した。スイッチングユニットは、等価的に3方向の切り換えスイッチと見なせ、電圧パルスの幅と極性を制御することにより、出力電圧 e_u が制御される。

【0022】なお、3レベルインバータの主回路の詳細は、特開昭51-47848号公報、特開昭56-74088号公報などに記載されている。

【0023】次に中性点電圧制御の動作原理について説明する。

【0024】図2に、検出信号と制御の方向の関係を1相分のみ示す。検出信号は分圧コンデンサの差電圧 Δv_c ($=v_{cp} - v_{cn}$)と出力電流 $i_u \sim i_w$ （ここでは、 i_u ）で、これらの積の極性で制御の方向が決まり、制御量 ΔT は分圧コンデンサの差電圧に応じて調整する。

【0025】この調整の仕方は、分圧コンデンサ差電圧の極性及び出力電流の極性によって次の4通りに分類される。

【0026】(1) 分圧コンデンサ差電圧の極性が正 ($v_{cp} > v_{cn}$) の場合

①出力電流の極性が正（図1中矢印で示した i_u を正とする）場合

この場合、させたい制御は、 v_{cp} を低下させ、 v_{cn} を上昇させることである。この電圧不平衡は、中性点電流 i_{on} に新たに補償のための電流成分（以下、補償電流成分と呼ぶ）を重畳することで改善できる。この際、補償電流成分の極性が同じでも、中性点電流の幅の調整の方向が出力電流の極性に依存することに注意しなければならない。すなわち、中性点電流 i_{on} に負極性の補償電流成分（図1の破線矢印で示した電流成分で、中性点に流入する電流）を重畳してやればよい。

【0027】この様に中性点に電流を流入させると、正側の分圧コンデンサ61にとっては放電を意味し、負側の分圧コンデンサ62にとっては充電を意味する。従って、 $v_{cp} > v_{cn}$ という電圧不平衡が解消される訳である。

【0028】さて、この場合、インバータ動作しているので出力電流 i_u が流れており（図1の矢印方向）、中性点電流 i_{on} も出力電流 i_u と同一極性、同一大きさで流れる（図1の実線矢印方向）ので、補償電流成分を重畳することはできない。

【0029】しかし、中性点に補償電流を流し込むことは、今流れ出ている中性点電流 i_{on} を減少させることと等価であることに着目して、電圧不平衡を解消することができる。

【0030】つまり、パルス状の中性点電流の幅を狭め、中性点電流 i_{on} を減少させる制御、換言すると、中性点電圧出力期間が減少するようにパルス幅を制御すれば、この場合の電圧不平衡を抑制することができる。

【0031】②出力電流の極性が負の場合

この場合は、中性点電流は中性点に流れ込んでいるので、補償電流と極性が一致する。

【0032】従って、中性点電圧出力期間が増加する様パルス幅を制御すれば、電圧不平衡を抑制することができる。

【0033】(2) 分圧コンデンサの差電圧が負の場合 ($v_{cp} < v_{cn}$)

①出力電流の極性が正の場合

この場合、正側分圧コンデンサ61を充電し、負側分圧コンデンサ62を放電する方向に制御をかけてやればよいから、補償電流を正方向（中性点から流し出す方向）に流すことで抑制される。

【0034】この場合も、出力電流 i_u の極性（中性点電流 i_{on} の極性）が補償電流と同極性であるから、中性点電圧出力期間が増加する方向にパルス幅を制御することで電圧不平衡が抑制される。

【0035】②出力電流の極性が負の場合

この場合、中性点電流 i_{on} の極性と補償電流の極性が逆であるので、中性点電流 i_{on} を減少させることで、等価的に補償電流を増加させる。すなわち、中性点電圧出力期間を減らすようパルス幅を制御して抑性する。

【0036】以上の4通りの制御をまとめると、次のことが言える。

【0037】中性点電流の幅の調整方向に着目すると、分圧コンデンサ差電圧と出力電流との積の極性が等しいときに幅の調整方向が等しいことがわかる。したがって、分圧コンデンサ差電圧と出力電流との積の極性が正の場合には出力相電圧のゼロ電圧期間の幅を狭め、分圧コンデンサ差電圧と出力電流との積の極性が負の場合には出力相電圧のゼロ電圧期間の幅を広げることにより、分圧コンデンサ電圧の不平衡を改善するように中性点電流を調整することが可能となる。以下では、上記の制御を中性点電圧制御と呼ぶことにする。

【0038】動作波形の一例として、 $v_{cp} < v_{cn}$ を補正する場合について図3に示す（U相分のみを示す）。図3(a)～(c)は中性点電圧制御を行わないときの波形であり、出力電流に一致するモータ電流（図3(b))は遅れ力率角 ϕ で流れているものとする。このときのU相の中性点電流 i_{on} は、図3(a)に示す出力相電圧 e_u がゼロ電圧となるところでのみ流れ、図3(c)に示すようなパルス状の電流波形となる。

【0039】中性点電圧制御を適用すると、負荷電流であるモータ電流が正極性のところで出力相電圧のパルス幅を狭めて中性点電流を増加させ、モータ電流が負極性のところで出力相電圧のパルス幅を広げて中性点電流を減少させ、正極性の直流成分を中性点電流に重畳する。他の相においても同様の制御を行う。これにより、 v_{cp} と v_{cn} が平衡化される。なお、U相の中性点電流 i_{ou} に含まれる零相成分以外の成分は3相で打ち消されて分圧コンデンサ電圧には影響を及ぼさない。

【0040】本発明の一実施例を図1に基づいて説明する。

【0041】図1において、1は出力電圧指令 E^* と出力周波数指令 F_1^* から、時刻 T 。毎にU相の出力電圧パルスの出力タイミング T_{up} 、 T_{un} 、V相の出力タイミング T_{vp} 、 T_{vn} 、及びW相の出力タイミング T_{wp} 、 T_{wn} を演算、出力するパルス幅変調 (PWM) 手段であり、1

$$\Delta T_x = \text{Sign}(i_x) \cdot G \cdot \Delta V_c$$

但し、 $x = u, v, w, G > 0$

$$\text{Sign}(i_x) = \begin{cases} 1 & (i_x \geq 0) \\ -1 & (i_x < 0) \end{cases}$$

【0045】となる。

【0046】40はパルスタイミング補正幅 $\Delta T_u \sim \Delta T_w$ 、出力電圧パルスの出力タイミング $T_{up} \sim T_{wp}$ 及び演算モード情報から、出力電圧パルスの出力タイミング

$$T_{up} = T_{up1}' = T_{up1} - \Delta T_u$$

$$T_{un} = T_{un1}' = T_{un1} + \Delta T_u$$

(演算モード2の場合 (U相の例))

$$T_{up} = T_{up2}' = T_{up2} + \Delta T_u$$

$$T_{un} = T_{un2}' = T_{un2} - \Delta T_u$$

ここで適用例を説明する前に電気車用3レベルインバータの電圧一周波数の関係及び変調方式について説明する。

【0047】図9は、インバータ周波数と出力電圧の関係を示したものである。

【0048】電気車は、トルク一定制御の要請からインバータ周波数に対する出力電圧の比を一定にする制御が採用されている。

【0049】従って、電気車用インバータとしては、零電圧から最大電圧まで連続的に出力し得るものが望まれる。この為の変調方式として、図10に示す方式が考えられる。

【0050】(イ)は、ダイポーラ変調で零電圧を含む微小電圧を表現できるので低周波 (電圧) 領域に用いられる。

【0051】インバータ出力パルス (相電圧) の特徴は、基本波 (基本変調波) の半サイクルのパルス列を、零電圧期間 (中性点電圧出力期間) を介して正負交互にパルスを出力することにより、基本波を表現するもので

の出力である演算モードは、出力電圧パルスが立ち上げのタイミングか立ち下げのタイミングかを定める1ビットの情報である。

【0042】一方、3は差電圧検出手段であり、分圧コンデンサ電圧 v_{cp} と v_{cn} との差電圧 $\Delta v_c (= v_{cp} - v_{cn})$ を減算器30で求めた後、ローパスフィルタ31で Δv_c の低周波成分 ΔV_c を検出し、所定のゲイン G をゲイン調節器32で掛けて基本補正幅 ΔT を作成する。

【0043】41~43は極性検出手段で、インバータの負荷であるモータの電流 i_u 、 i_v 、 i_w の極性を検出して、その極性が正のときは+1、負のときは-1を出力する。これら極性検出手段の出力と基本補償幅 ΔT を掛けて各相のパルスタイミング補償幅 ΔT_u 、 ΔT_v 、 ΔT_w を作成する。すなわち、

【0044】

【数1】

... (数1)

を、図4及び図5に示すように、次式のように補正してパルス出力手段2に出力する。

(演算モード1の場合 (U相の例))

... (数2)

... (数3)

ある。

【0052】(ロ)は、ユニポーラ変調で、中間電圧領域に用いられるもので、基本波の半サイクルを、零電圧期間と基本波電圧極性と同極性のパルスを交互に出力することにより表現するものである。

【0053】(ハ)は、過変調で、ユニポーラ変調における基本波の最大振幅付近からスリットをなくし、さらに大きな電圧を出力するものである。

【0054】この過変調から1パルスの移行は、過変調で最大電圧を出力せずに、出力に余裕がある状態で、パルス幅制御可能な1パルスに移行させ、スムーズに電圧を制御する。

【0055】これらのことを踏まえて、本実施例の適用例を説明する。

【0056】図4はダイポーラ変調に適用した場合の出力相電圧のパルスの1周期の波形を示したものである。

【0057】(a)は、 $\text{Sign}(i_u) \times \Delta v_c > 0$ の場合を示しており、補償量 ΔT_u ($4 \Delta T_u$) 分だけ零電圧期間が減少していることが分かる。(b)は、その逆である。

【0058】図5は、ユニポーラ変調に適用した場合の波形である。

【0059】(a)は、 $\text{Sign}(i_u) \times \Delta v_c > 0$ の場合を示しており、零電圧期間を減少させている。(b)は、その逆である。

【0060】過変調及びパルス幅制御可能な、1パルスにおいても同様に制御可能である。従って、本実施例を電気車用3レベルインバータに適用すれば、全動作周波数域によらず、全変調方式に対して中性点電圧制御を採用することができるので、ソフト・ハードを簡素化でき

るという効果がある。

【0061】また、当然ながら、変調波と搬送波(演算周期)を同期させる同期形、同期させない非同同期形でも、パルス幅さえ調整できるものであれば、本実施例を適用できる。

【0062】さて、最終的にパルス出力手段2は、出力相電圧パルスの補正された出力タイミング $T_{up}' \sim T_{un}'$ に応じてゲートパルスを発生し、主回路のスイッチング素子に与える。

【0063】本実施例によれば、PWM制御方法や運転力率(交流電流の位相)に依存することなく、3レベル電力変換器の直流側分圧コンデンサの電圧分担を均等化

できる効果がある。

【0064】ところで、原理的には、上記実施例の如く、分圧コンデンサの差電圧の極性及び出力電流(中性点電流)の極性に従ってパルス幅制御を実行すれば不平衡を抑制することができるのであるが、極性を判別しようとする電流は交流であり、瞬時瞬時に検出することは、検出遅れ等の問題から現実的でない。この問題については、以下の実施例から明らかになる。

【0065】他の実施例を図6に示す。本実施例も、電気車駆動用のインバータに適用した場合の例である。図6において、電力変換器の主回路部5から8の部分は図1の実施例と全く同じである。以下、動作原理を説明してから、図1と異なる制御部の構成について説明する。

【0066】本実施例では、第1の実施例における出力電流を検出して極性を判別する代わりに、出力電流極性判別制御位相選択手段を設け、出力相電圧の位相に応じて制御の極性を行う位相範囲を設定することを特徴とし、結果として、出力電流の極性検出を省略している。

【0067】図7は電圧と電流の関係が遅れ力率で、 $30^\circ \leq \phi \leq 150^\circ$ における力行状態、零力率状態及び回生状態の波形例を示したものである。 ϕ は力率角である。ここで、位相 θ が $-30^\circ \leq \theta \leq 30^\circ$ の範囲では電流が極性が常に負となり、一方、 $150^\circ \leq \theta \leq 210^\circ$ の範囲では電流の極性が常に正となることがわかる。また、力率角 ϕ が $0^\circ < \phi < 30^\circ$ の範囲であっても、力率が1でなければ、その範囲における電流の平均

$$\Delta T = G \cdot \Delta V_c$$

47~49は制御位相選択手段で、出力相電圧の位相 θ

値は負となる。 $150^\circ < \phi < 180^\circ$ の範囲でも同様である。本実施例はこの点に着目したものであり、この範囲でのみ相電圧のゼロ電圧期間の幅を制御することにより、電流の極性検出を省略可能とした。当然ながら、この制御位相範囲は $-30^\circ \leq \theta \leq 30^\circ$ や $150^\circ \leq \theta \leq 210^\circ$ よりも狭くても同様の効果が得られ、また、逆に広くしても(例えば、 $-90^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$ や $90^\circ \leq \theta \leq 270^\circ$)、同様の効果が得られる。以上は、遅れ力率の場合であるが、進み力率の場合においても電流の極性が反転するのみで、考え方は同様である。

【0068】動作波形の一例として、 $v_{cp} < v_{cn}$ を補正する場合について図8に示す(U相のみ示す)。図8(a)~(c)は中性点電圧制御を行わないときの波形であり、出力電流に一致するモータ電流(図8(b))は遅れ力率角 ϕ で流れているものとする。このときのU相の中性点電流 i_{ou} は、図8(a)に示す出力相電圧 e_u がゼロ電圧となるところでのみ流れ、図8(c)に示すようなパルス状の電流波形となる。

【0069】中性点電圧制御を適用すると、位相 θ が $-30^\circ \leq \theta \leq 30^\circ$ の範囲で、モータ電流が常に負極性であることを利用して、出力相電圧のパルス幅を広げて中性点電流を減少させ、位相 θ が $-30^\circ \leq \theta \leq 30^\circ$ の範囲で、モータ電流が常に正極性であることを利用して、パルス幅を狭めて中性点電流を増加させ、正極性の直流成分を中性点電流に重畳する。他の相においても同様の制御を行うことにより、出力相電圧の1周期に亘って制御を行い、 v_{cp} と v_{cn} が平衡化される。なお、U相の中性点電流 i_{ou} に含まれる零相成分以外の成分は3相で打ち消されて分圧コンデンサ電圧には影響を及ぼさない。

【0070】次に構成を説明する。

【0071】図6において、1は出力電圧指令 E^* と出力周波数指令 F_1^* から時刻 T 。毎にU相の出力電圧パルスの出力タイミング T_{up} 、 T_{un} 、V相の出力タイミング T_{vp} 、 T_{vn} 、及びW相の出力タイミング T_{wp} 、 T_{wn} を演算、出力するパルス幅変調(PWM)手段であり、出力電圧パルスが立ち上げのタイミングか立ち下げのタイミングかを定める1ビットの情報である演算モードと、出力相電圧の位相 θ を出力する。この位相 θ は、パルスタイミング補正の際に電流極性信号の代わりに使用する。

【0072】一方、3は差電圧検出手段であり、分圧コンデンサ電圧 v_{cp} と v_{cn} との差電圧 $\Delta v_c (= v_{cp} - v_{cn})$ を減算器30で求めた後、ローパスフィルタ31で Δv_c の低周波成分 ΔV_c を検出し、所定のゲイン G をゲイン調節器32で掛けて次式の基本補正幅 ΔT を作成する。

【0073】

…(数4)

(U相を基準)に応じて制御の極性と制御を行う位相範

図を設定することにより、出力電流の極性検出を省略している。制御位相選択手段 47~49 の出力と基本補償幅 ΔT を掛けて各相のパルスタイミング補正幅 ΔT_u ,

$$\Delta T_u = \begin{cases} \Delta T (-30^\circ \leq \theta \leq 30^\circ) \\ -\Delta T (150^\circ \leq \theta \leq 210^\circ) \\ 0 \text{ (上記以外の位相)} \end{cases}$$

$$\Delta T_v = \begin{cases} \Delta T (90^\circ \leq \theta \leq 150^\circ) \\ -\Delta T (270^\circ \leq \theta \leq 330^\circ) \\ 0 \text{ (上記以外の位相)} \end{cases} \quad \dots \text{ (数5)}$$

$$\Delta T_w = \begin{cases} \Delta T (210^\circ \leq \theta \leq 270^\circ) \\ -\Delta T (30^\circ \leq \theta \leq 90^\circ) \\ 0 \text{ (上記以外の位相)} \end{cases}$$

【0075】となる。

【0076】40はパルスタイミング補正幅 $\Delta T_u \sim \Delta T_w$ 、出力電圧パルスの出力タイミング $T_{up} \sim T_{wp}$ 及び演算モード情報から、出力電圧パルスの出力タイミングを、図4及び図5に示すように、前記(2)式と(3)式のように補正してパルス出力手段2に出力する。

【0077】最終的にパルス出力手段2は、出力相電圧パルスの補正された出力タイミング $T_{up}' \sim T_{wm}'$ に応じてゲートパルスを発生し、主回路のスイッチング素子に与える。

【0078】なお、本実施例では制御位相の選択期間を 120° / 相としたが、広くまたは狭くしてもよい。

【0079】さらに、本実施例では、 0° (360°) を含む期間及び 180° を含む期間の両方で中性点電圧制御を行うこととしたが、一方の期間において実行することもあるが、一回の補正量が大きくなるので好ましくない。

【0080】また、補正ゲインが大きいと、基本波が歪み、小さいと不平衡が急に生じた際、拡大しつつある場合に対処しきれないので、ゲインの値は、慎重に選定する必要がある。

【0081】ところで、本実施例もまた、前記実施例同様、ダイポーラ変調、ユニポーラ変調のみならず、1パルスでも適用可能である。

【0082】3レベルインバータでは、前述の如く、例えば「Study of 2 and 3-Level Precalculated Modulation (EPE'91 Conference Record, P3-228~P3-233)」に記載されているように1パルスでのインバータ出力電圧制御が可能である。これは、1パルス幅を調整することにより実現できる。この場合、出力電圧波形は 90° または 270° の位相に対して対称な波形となる。

【0083】これに対し、本実施例を適用した場合は次のような動作となる。すなわち、 $v_{cp} > v_{cn}$ の場合には 0° 付近の零電圧期間を広げ、 180° 付近の零電圧期間を狭めることにより、分圧コンデンサ電圧をバランス

ΔT_v , ΔT_w を作成する。すなわち、

【0074】

【数5】

させることができる。 $v_{cp} < v_{cn}$ の場合はその逆である。このときの出力電圧波形は 90° または 270° の位相に対して非対称となるが、制御の過程の一時的なものであり、問題はない。なお、1パルスにおいて本実施例を適用する場合には、 0° 及び 180° のいずれかまたは両方に、所定の零電圧期間を確保する必要がある。

【0084】本実施例では、電流検出が不要となるため簡易な構成で実現可能で、検出器の精度やノイズの影響を受けにくくなるほか、これらの制御をソフトウェアで実現する際に処理時間を短縮できるなどの効果がある。

【0085】以上は全て誘導電動機負荷の場合を例にとりて説明したが、これに限らず他の負荷においても同様の効果が期待できる。また、以上は全てインバータを対象とした説明であったが、これらのインバータの出力端子をリアクタンス要素を介して交流電源と接続し、交流を直流に変換する自励式コンバータとして動作させることも可能である。この場合も、インバータの場合と同様の効果が期待できる。また、上記実施例は、出力パルスの幅を演算して得る場合について説明したが、変調波と搬送波（例えば、正弦波と三角波）とを比較してパルス幅変調を行う場合についても適用できる。

【0086】図1の実施例においては、差電圧極性と電流極性の積の極性に対応して変調波に補償量を重畳させ、図6に示した実施例においては、前記した電圧位相の期間にのみ補償量を重畳させることにより、同様に実現可能である。

【0087】

【発明の効果】本発明によれば、PWM制御方法や交流側電流の位相に依存することなく、3レベル電力変換器の直流側分圧コンデンサの電圧分担を均等化して安定した交流電圧を供給するとともに、変換器主回路素子の過電圧を防止できるなどの効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施例を示す構成図。

【図2】中性点電圧制御の方向を説明する図。

【図3】分圧コンデンサ電圧の不平衡を補正する際の動

作波形例。

【図 4】ダイポーク変調での相電圧波形例。

【図 5】ユニポーク変調での相電圧波形例。

【図 6】他の実施例の構成例を示す図。

【図 7】他の実施例での相電圧と電流の関係図。

【図 8】他の実施例で分圧コンデンサ電圧の不均衡を補正する際の動作波形例。

【図 9】インバータ周波数（出力電圧）と変調方式の関係を示す図。

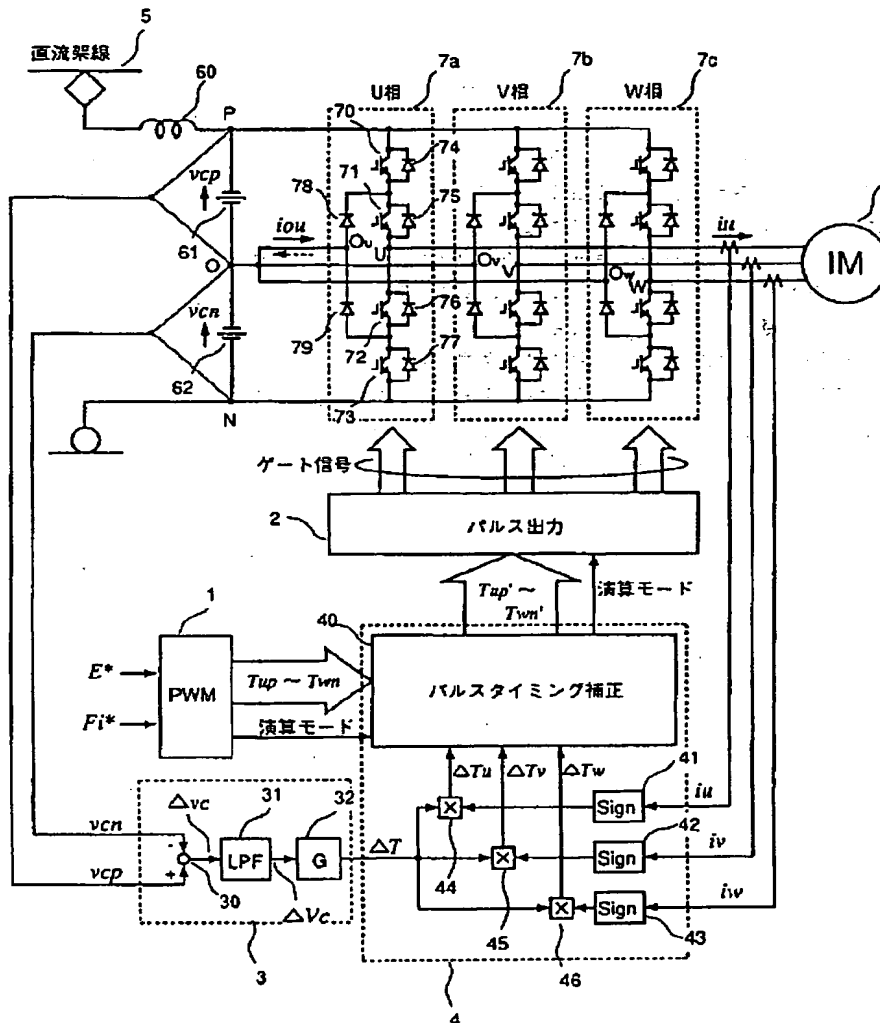
【図 10】基本変調波と変調方式の関係を示す図。

【符号の説明】

1…PWM手段、2…パルス出力手段、3…差電圧検出手段、30…減算器、31…ローパスフィルタ、32…ゲイン調節器、4…パルスタイミング補正手段、41…43…極性検出器、44～46…乗算器、47～49…制御位相選択手段、5…直流架線、60…直流リアクトル、61、62…クランプコンデンサ、7a、7b、7c…スイッチングユニット、8…電流制御手段、11…基本変調波発生手段、12…バイアス重畳手段、13…正負分配手段、14…パルスタイミング出力手段。

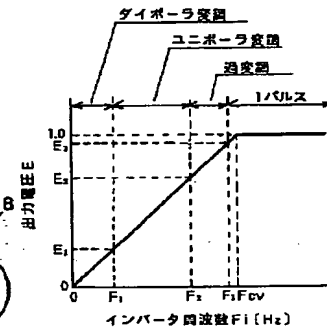
【図 1】

図 1



【図 9】

図 9

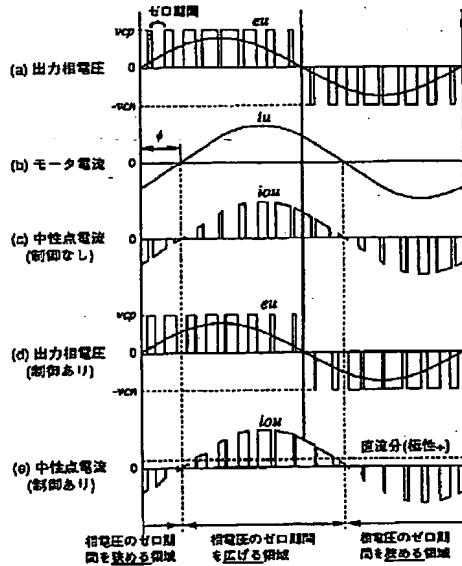


【図2】

相出信号		制御の方向						
分圧コンパ ラiser電圧 A	出力電流 B	$A \times B$	分圧コンパ ラiser電圧	中性点電流	制御成分 の極性	調整方向	方向	出力電圧のゼロ電圧期間
			VCP	VCA				ユニポーラ
+	+	+	↓	↑	-	ΔT_u	狭める	ΔT_u
-	-	+	↑	↓	+	ΔT_u	狭める	ΔT_u
+	-	-	↓	↑	-	ΔT_u	広げる	ΔT_u
-	+	-	↑	↓	+	ΔT_u	広げる	ΔT_u

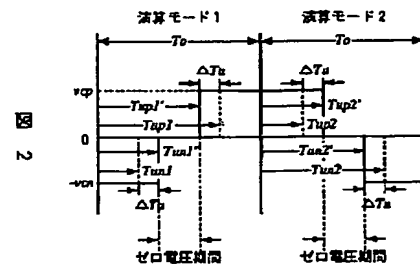
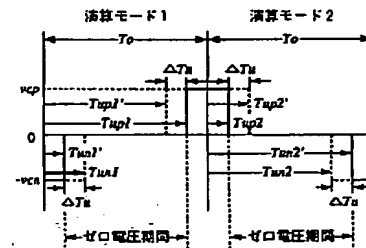
【図3】

図 3



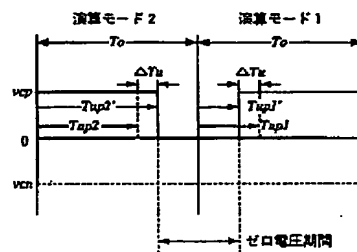
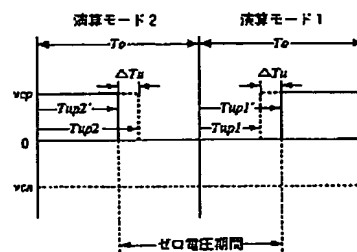
【図4】

図 4

(a) $Sign(iu) \times \Delta vc > 0$ の場合(b) $Sign(iu) \times \Delta vc < 0$ の場合

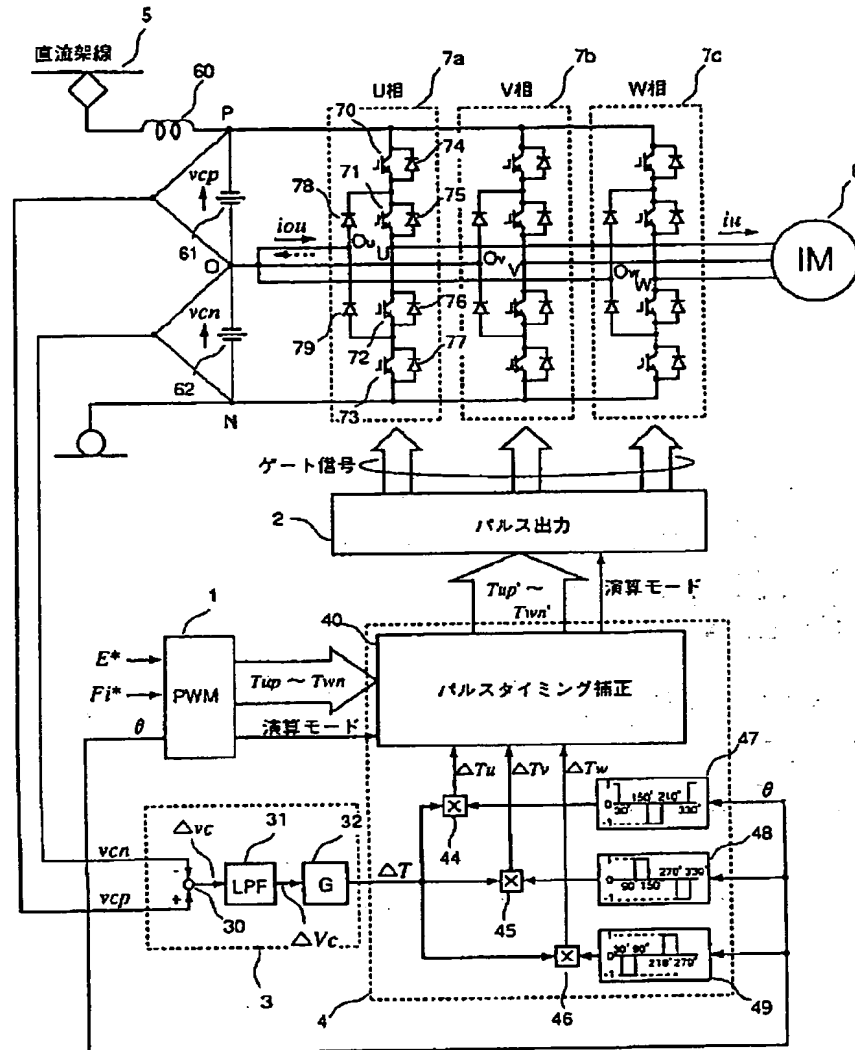
【図5】

図 5

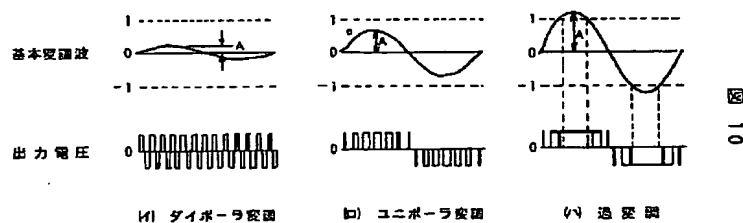
(a) $Sign(iu) \times \Delta vc > 0$ の場合(b) $Sign(iu) \times \Delta vc < 0$ の場合

【図6】

図 6

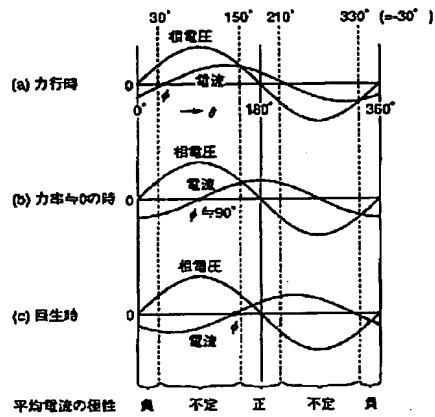


【図10】



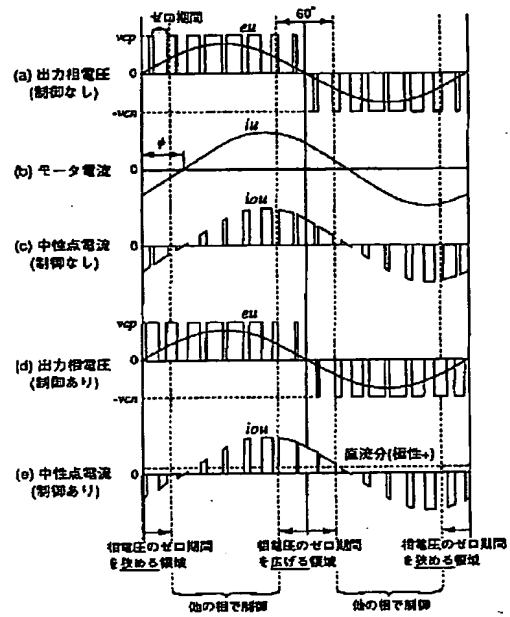
【図 7】

図 7



【図 8】

図 8



フロントページの続き

(72)発明者 中村 清

茨城県日立市大みか町七丁目 1 番 1 号 株
式会社日立製作所日立研究所内